

# PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 2002-281742  
 (43)Date of publication of application : 27.09.2002

(51)Int.Cl.

H02M 3/155

(21)Application number : 2001-082999

(71)Applicant : DENSEI LAMBDA KK

(22)Date of filing : 22.03.2001

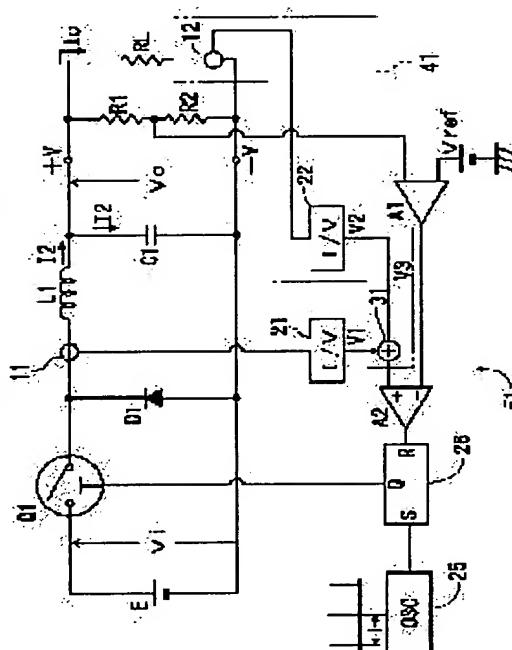
(72)Inventor : TERASHI HIROTO

## (54) CURRENT MODE DC-DC CONVERTER

### (57)Abstract:

**PROBLEM TO BE SOLVED:** To provide a current mode DC-DC converter whose output voltage is not significantly varied even if a load current is suddenly varied.

**SOLUTION:** If a load current  $I_o$  is suddenly varied, a feed forward circuit 41 detects the variation component of the load current  $I_o$  and adds the variation component to a detection signal of a coil current  $I_2$ . A current mode control circuit 51 compares a value obtained by adding the variation component of the load current  $I_o$  to the detection signal of the coil current  $I_2$  with an error signal from an error amplifier A1 and controls a switching operation of a switching device Q1 according to the comparison result. With such a constitution, the coil current  $I_2$  is quickly varied following the sudden variation of the load current  $I_o$  and a variation component of an output voltage  $V_o$  can be reduced.



(19)日本国特許庁 (JP)

(12) 公開特許公報 (A)

(11)特許出願公開番号

特開2002-281742

(P2002-281742A)

(43)公開日 平成14年9月27日 (2002.9.27)

(51)Int.Cl.<sup>7</sup>

H 02M 3/155

識別記号

F I

テマコト<sup>®</sup>(参考)

H 02M 3/155

H 5H730

審査請求 未請求 請求項の数1 O L (全 6 頁)

(21)出願番号

特願2001-82999(P2001-82999)

(22)出願日

平成13年3月22日 (2001.3.22)

(71)出願人 390013723

デンセイ・ラムダ株式会社

東京都品川区東五反田一丁目11番15号 電  
波ビルディング

(72)発明者 寺師 裕人

東京都品川区東五反田1-11-15 デンセ  
イ・ラムダ株式会社内

(74)代理人 100080089

弁理士 牛木 譲

F ターム(参考) 5H730 AS01 BB13 BB57 DD26 FD01

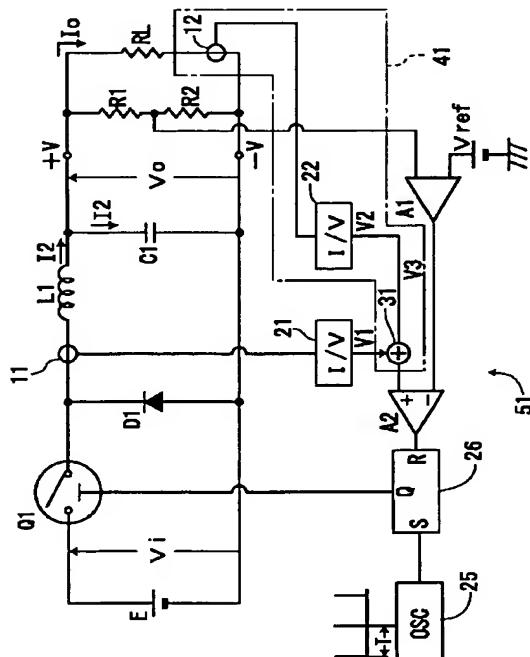
FD31 FD41 FF01 FC05 FG25

(54)【発明の名称】 カレントモードDC/DCコンバータ

(57)【要約】

【課題】 負荷電流の急変時においても出力電圧が大きく変動しないカレントモードDC/DCコンバータを提供する。

【解決手段】 負荷電流  $I_o$  が急変すると、フィードフォワード回路41は負荷電流  $I_o$  の変化分を検出し、その変化分をコイル電流  $I_2$  の検出信号に加算する。カレントモード制御回路51は、コイル電流  $I_2$  の検出信号に負荷電流  $I_o$  の変化分を加えた値と、エラーアンプ A1からの誤差信号とを比較し、その比較結果に基づきスイッチング素子 Q1 のスイッチングを制御する。これにより、これにより、負荷電流  $I_o$  の急変にコイル電流  $I_2$  が速やかに変化し、出力電圧  $V_o$  の変動分は小さくなる。



## 【特許請求の範囲】

【請求項1】 負荷に供給する出力電圧の安定化を図るフィードバック回路として、チョークコイルを流れるコイル電流を検出し、この検出信号と基準信号としての出力電圧の誤差信号との比較結果に基づき、スイッチング素子のスイッチングを制御するカレントモード制御回路を備えたカレントモードDC/DCコンバータにおいて、前記負荷を流れる負荷電流の変化分を検出し、その変化分を前記コイル電流の検出信号に加算するフィードフォワード回路を備えたことを特徴とするカレントモードDC/DCコンバータ。

## 【発明の詳細な説明】

## 【0001】

【発明の属する技術分野】本発明は、出力電圧の安定化を図るフィードバック回路として、チョークコイルを流れるコイル電流を検出し、この検出信号と基準信号との比較結果に基づいてスイッチング素子のスイッチングを制御するカレントモード制御回路を備えたカレントモードDC/DCコンバータに関する。

## 【0002】

【発明が解決しようとする課題】一般にDC/DCコンバータ、特にカレントモード制御回路を備えたカレントモードDC/DCコンバータは、出力側のチョークコイルを流れるコイル電流を検出し、この検出信号と基準信号との比較結果に基づいてスイッチング素子のスイッチングを制御することで、負荷に供給する直流出力電圧の安定化を図っている。

【0003】図3は、こうしたカレントモードDC/DCコンバータの一例を示す回路図である。同図において、Eは入力電圧Viを供給する直流電源で、この直流電源Eの両端間にスイッチング素子Q1と転流ダイオードD1との直列回路が接続されると共に、転流ダイオードD1の両端間にチョークコイルL1と平滑コンデンサC1との直列回路が接続され、スイッチング素子Q1のスイッチングにより平滑コンデンサC1に発生した直流出力電圧Voを、出力端子+V、-V間に接続した負荷である負荷抵抗RLに供給する様に構成している。また、出力電圧Voの安定化を図るフィードバック回路として、ここでは出力端子+V、-V間に接続した出力電圧検出用の分圧抵抗R1、R2と、この分圧抵抗R1、R2の接続点から出力される出力電圧検出信号と基準電圧Vrefとの誤差を增幅するエラーアンプA1と、チョークコイルL1を流れるコイル電流I2を検出する電流検出器11と、この電流検出器11からの検出電流を電圧に変換する電流/電圧変換器21と、電流/電圧変換器21から供給されるコイル電流検出信号の電圧値V1が、エラーアンプA1から出力される基準信号としての誤差信号の電圧値V3を越えると、前記スイッチング素子Q1をオフにするリセットバルスを出力するコンバレータA2と、発振器25から出力される周期Tのセットバ

ルスによりスイッチング素子Q1をターンオンさせ、コンバレータA2からのリセットバルスによりスイッチング素子Q1をターンオフさせるRSフリップフロップ回路26とを備えたカレントモード制御回路51が接続される。

【0004】上記図3の回路では、スイッチング素子Q1が発振器25からのセットバルスによりオンすると、転流ダイオードD1はオフして、チョークコイルL1と平滑コンデンサC1との直列回路に入力電圧Viが印加され、コイル電流I2は時間と共に直線的に増加する。そして、負荷抵抗RLが消費する電流すなわち負荷電流Ioよりも、このコイル電流I2が大きくなると、平滑コンデンサC1に電荷が蓄積され、平滑コンデンサC1ひいては負荷抵抗RLの両端間の出力電圧Voも上昇する。一方、カレントモード制御回路51では、分圧抵抗R1、R2により出力電圧Voを分圧した電圧検出信号を、エラーアンプA1で基準電圧Vrefと比較し、その誤差分を增幅した誤差信号を、コンバレータA2の一方の入力端子に供給する。またこれとは別に、チョークコイルL1を流れるコイル電流I2が電流検出器11により検出され、このコイル電流I2に見合うコイル電流検出信号が、電流/電圧変換器21からコンバレータA2の他方の入力端子に供給される。そしてコンバレータA2は、誤差信号の電圧値V3とコイル電流検出信号の電圧値V1とを比較し、電流検出信号の電圧値V1が誤差信号の電圧値V3を越えると、コンバレータA2からリセットバルスを出して、出力端子の電圧レベルをH(高)レベルからL(低)レベルに切換え、スイッチング素子Q1をオフにする。

【0005】スイッチング素子Q1がオフすると、転流ダイオードD1がオンしてチョークコイルL1にそれまで蓄えられていたエネルギーが放出する。これに伴ない、チョークコイルL1のコイル電流I2は時間と共に直線的に減少し、コイル電流I2が負荷電流Ioよりも小さくなると、平滑コンデンサC1から負荷抵抗RLへ電荷が供給され、出力電圧Voが低下する。そして、1周期後に発振器25からセットバルスが発生し、再びスイッチング素子Q1がオンして、コイル電流I2および出力電圧Voが再び増加するようになる。

【0006】このように、スイッチング素子Q1をスイッチングすることにより、出力電圧Voはリップル変動するが、この変動幅は出力電圧Voの大きさと比べて無視できる程度のものであり、実質的に出力電圧Voは所定の値に安定しているとみなすことができる。また、スイッチング素子Q1のオン状態には、チョークコイルL1のコイル電流I2が増加すると、1/4周期遅れて出力電圧Voも上昇し、スイッチング素子Q1のオフ状態には、チョークコイルL1のコイル電流I2が減少すると、1/4周期遅れて出力電圧Voも減少する。つまり、コイル電流I2とエラーアンプA1の出力端子から

の誤差信号は比例関係にある。

【0007】図4は、上記図3の回路において、定常時における負荷電流 $I_o$ 、コンデンサ充放電電流 $I_1$ およびコイル電流 $I_2$ の各波形を示したものである。上述したように、スイッチング素子Q1のオン状態ではコイル電流 $I_2$ が直線的に増加し、コイル電流 $I_2$ が負荷電流 $I_o$ を上回ると、コンデンサ充放電電流 $I_1$ は放電から充電にその向きを変える。一方、スイッチング素子Q1がオフになるとコイル電流 $I_2$ は直線的に減少し、コイル電流 $I_2$ が負荷電流 $I_o$ を下回ると、コンデンサ充放電電流 $I_1$ は充電から放電にその向きを変える。定常時には、スイッチング素子Q1のスイッチングに伴なって、コンデンサ充放電電流 $I_1$ およびコイル電流 $I_2$ がリップル変動する（図4の△I1, △I2を参照）。

【0008】ところで、上記カレントモード制御回路51を有するDC/DCコンバータでは、負荷電流 $I_o$ の急変時にエラーアンプA1やコンバレータA2からなる制御系の遅れなどにより、出力電圧 $V_o$ の安定性が損なわれ、出力電圧 $V_o$ が大きく変動するという問題がある。具体的には図5のグラフにも示すように、出力電流 $I_o$ が例えば $t_0$ の時点で急変増加したとすると、最初にこの増加分に見合う電荷が平滑コンデンサC0から負荷抵抗RLに供給されると共に、コイル電流 $I_2$ ひいてはコイル電流検出信号の電圧値 $V_1$ も徐々に増加する。しかしカレントモード制御回路51は、その内部の遅れによって出力電圧 $V_o$ を一定に維持するのに必要なパルス駆動信号を直ぐにスイッチング素子Q1に供給することができず、出力電圧 $V_o$ は負荷電流 $I_o$ の急変直後に大きく低下する（図5の変動分△V $_o$ を参照）。

【0009】また上記カレントモード制御回路51は、定常状態の安定性確保のために、エラーアンプA1やコンバレータA2に周波数特性を改善するための位相補償回路（図示せず）が設けられている。しかし、ここでのフィードバック自体が、出力されるコイル電流 $I_2$ や出力電圧 $V_o$ を検出し、それを補償する構成となっているため、カレントモード制御回路51内で遅れがあれば、やはり出力電圧 $V_o$ が変動する。

【0010】本発明は、上記の課題に着目して成されたものであって、負荷電流の急変時においても出力電圧が大きく変動しないカレントモードDC/DCコンバータを提供することを目的とする。

【0011】

【課題を解決するための手段】本発明におけるカレントモードDC/DCコンバータは、負荷に供給する出力電圧の安定化を図るフィードバック回路として、チョークコイルを流れるコイル電流を検出し、この検出信号と基準信号としての出力電圧の誤差信号との比較結果に基づき、スイッチング素子のスイッチングを制御するカレントモード制御回路を備えたカレントモードDC/DCコンバータにおいて、前記負荷を流れる負荷電流の変化分

を検出し、その変化分を前記コイル電流の検出信号に加算するフィードフォワード回路を備えて構成される。

【0012】この場合、定常時には負荷電流が殆ど変化しないため、フィードフォワード回路は負荷電流の変化分を検出せず、カレントモード制御回路は従来と同様に、チョークコイルを流れるコイル電流の検出信号と基準信号としての出力電圧の誤差信号との比較結果に基づき、スイッチング素子のスイッチングを制御する。したがって、定常時におけるカレントモード制御の特性は変化しない。

【0013】一方、何らかの原因で負荷電流が急変すると、フィードフォワード回路はこのときの負荷電流の変化分を検出して、その変化分をコイル電流の検出信号に加算する。カレントモード制御回路は、コイル電流の検出信号に負荷電流の変化分を加えた値と基準信号としての出力電圧の誤差信号とを比較し、その比較結果に基づいてスイッチング素子のスイッチングを制御する。これにより、負荷電流の急変にコイル電流が速やかに変化するようなスイッチングパルスを、カレントモード制御回路からスイッチング素子に供給することができ、出力電圧の変動分を小さくすることができる。

【0014】

【発明の実施形態】以下、本発明におけるカレントモードDC/DCコンバータについて、添付図面を参照して詳細に説明する。なお、前記従来例で示した図3と同一部分には同一符号を付し、その共通する箇所の詳細な説明は重複するため省略する。

【0015】図1は、本発明の一実施例によるカレントモードDC/DCコンバータを示している。従来例における図3と異なる点は、カレントモード制御回路51の遅れをバイパスするために、負荷抵抗RLを流れる負荷電流 $I_o$ の変化分を直接検出する電流検出器12と、この電流検出器12からの検出電流を電圧に変換する電流/電圧変換器22と、電流/電圧変換器21から供給されるコイル電流検出信号の電圧値 $V_1$ に、電流/電圧変換器22から供給される変化分検出信号の電圧値 $V_2$ を加算して、この加算値をコンバレータA2に供給する加算器31とからなるフィードフォワード回路41を附加したことにある。なお、その他の構成は前記図3の回路と共通している。

【0016】次に、上記図1の回路構成について、その作用を図2の波形を参照しながら説明する。なお、図2は負荷電流 $I_o$ の急変時前後における各部の波形を示しており、上段より負荷電流 $I_o$ 、出力電圧 $V_o$ 、電流/電圧変換器21からのコイル電流検出信号の電圧値 $V_1$ 、電流/電圧変換器22からの変化分検出信号の電圧値 $V_2$ の各波形が示されている。

【0017】定常時における動作は、前記図3に示す従来例で説明したものと同一である。すなわち負荷電流 $I_o$ がほぼ一定の場合、この負荷電流 $I_o$ の変動分を検出する電流検出器12からは何も出力されず、フィードフォ

ワード回路41はカレントモード制御回路51に対し何も作用しない状態となる。したがって、スイッチング素子Q1がオンすると、コイル電流I2が時間と共に直線的に増加し、コイル電流I2が負荷電流Ioを上回ると、コンデンサ充放電電流I1は放電から充電にその向きを変える。このときカレントモード制御回路51では、出力電圧Voを分圧した電圧検出信号と基準電圧VrefとをエラーアンプA1で比較すると共に、その誤差分を增幅した誤差信号の電圧値V3を、コイル電流I2に対応するコイル電流検出信号の電圧値V1とコンバレータA2で比較しており、コイル電流検出信号の電圧値V1が誤差信号の電圧値V3を越えると、コンバレータA2からのリセットパルスにより、カレントモード制御回路51はRSフリップフロップ回路26を通してスイッチング素子Q1をオフにする。

【0018】スイッチング素子Q1がオフすると、コイル電流I2はそこから時間と共に直線的に減少し、コイル電流I2が負荷電流Ioを下回ると、コンデンサ充放電電流I1は充電から放電にその向きを変える。そして、1周期後に発振器25からセットパルスが発生し、RSフリップフロップ回路26を通して、カレントモード制御回路51はスイッチング素子Q1をオンにする。このように、カレントモード制御回路51は、負荷電流Ioとリップル電流であるコンデンサ充放電電流I1との和をコイル電流I2として検出するが、定常時において出力電流Ioがほぼ一定の場合は、コンデンサ充放電電流I1のリップル変動分もほぼ一定になる。

【0019】一方、図2に示すように、負荷状態の変動などにより出力電流Ioがt<sub>0</sub>の時点で急変増加すると、フィードフォワード回路41を構成する電流検出器12はこの負荷電流Ioの変化分を検出して、それに見合う検出電流を電流／電圧変換器22に送り出す。電流／電圧変換器22は、電流検出器12からの検出電流を変化分検出信号として電圧に変換し、この変化分検出信号の電圧値V2が、加算器31にて別の電流／電圧変換器21からのコイル電流検出信号の電圧値V1に加算される。このとき後段のコンバレータA2では、コイル電流検出信号の電圧値V1に負荷電流Ioの変化分を加味した電圧値V2を加えた電圧値(V1+V2)で、エラーアンプA1からの誤差信号の電圧値V3との比較がなされるので、コンバレータA2からスイッチング素子Q1に対し、負荷電流Ioの急変にコイル電流I2が速やかに変化するようなスイッチングパルスがRSフリップフロップ回路26を通して供給される。したがって、コイル電流I2の変化により負荷電流Ioの急変分をある程度補うことで、コンデンサ充放電電流I1の変動をなくすことができ、結果的に従来よりも出力電圧Voの落ち込みすなわち変動分ΔVoを小さくすることができる。特にこれは、フィードフォワード補償用のコンバレータA2の応答性が高速である程、負荷電流Ioの急変時における出力電圧

Voの変動分ΔVoが小さくなる。

【0020】また、負荷電流Ioが急変する場合、従来のカレントモード制御では、その遅れ分に相当する電荷が平滑コンデンサC1から抵抗負荷RLにエネルギーとして放電され、コンデンサ充放電電流I1のリップル変動が大きくなるという欠点を生じるが、本実施例ではコイル電流I2が負荷電流Ioの急変を速やかに補うため、負荷電流Ioの急変時におけるコンデンサ充放電電流I1のリップル変動が小さくなり、平滑コンデンサC1の静電容量を小さくできる。

【0021】以上のように本実施例では、負荷すなわち負荷抵抗RLに供給する出力電圧Voの安定化を図るフィードバック回路として、チョークコイルL1を流れるコイル電流I2を検出し、この検出信号と基準信号であるエラーアンプA1からの誤差信号との比較結果に基づき、スイッチング素子Q1のスイッチングを制御するカレントモード制御回路51を備えたカレントモードDC/DCコンバータにおいて、負荷抵抗RLを流れる負荷電流Ioの変化分を検出し、その変化分をコイル電流I2の検出信号に加算するフィードフォワード回路41を備えている。

【0022】このようにすると、定常時には負荷電流Ioが殆ど変化しないため、フィードフォワード回路41は負荷電流Ioの変化分を検出せず、カレントモード制御回路51は従来と同様に、チョークコイルL1を流れるコイル電流I2の検出信号と、エラーアンプA1からの誤差信号との比較結果に基づき、スイッチング素子Q1のスイッチングを制御する。したがって、定常時におけるカレントモード制御の特性は変化しない。

【0023】一方、何らかの原因で負荷電流Ioが急変すると、フィードフォワード回路41はこのときの負荷電流Ioの変化分を検出して、その変化分をコイル電流I2の検出信号に加算する。カレントモード制御回路51は、コイル電流I2の検出信号に負荷電流Ioの変化分を加えた値と、エラーアンプA1からの誤差信号とを比較し、その比較結果に基づいてスイッチング素子Q1のスイッチングを制御する。これにより、負荷電流Ioの急変にコイル電流I2が速やかに変化するようなスイッチングパルスを、カレントモード制御回路51からスイッチング素子Q1に供給することができ、出力電圧Voの変動分ΔVoを小さくすることができる。

【0024】以上、本発明のカレントモードDC/DCコンバータについて前記実施例に基づき説明してきたが、本発明は前記実施例に限定されるものではなく、種々の変形実施が可能である。例えば、実施例では降圧型非絶縁のDC/DCコンバータについて説明したが、他のチョークコイルを備えた非絶縁DC/DCコンバータや、電力伝送用として絶縁トランスを介在させた例えばフォワード型のDC/DCコンバータにも、本発明の概念をそのまま適用できる。また本実施例ではピークカレ

ントモードを例にとり説明を行なったが、アベレージカレントモードやその他のカレントモードにも適用できる。

## 【0025】

【発明の効果】本発明におけるカレントモードDC/DCコンバータは、負荷に供給する出力電圧の安定化を図るフィードバック回路として、チョークコイルを流れるコイル電流を検出し、この検出信号と基準信号としての出力電圧の誤差信号の比較結果に基づき、スイッチング素子のスイッチングを制御するカレントモード制御回路を備えたカレントモードDC/DCコンバータにおいて、前記負荷を流れる負荷電流の変化分を検出し、その変化分を前記コイル電流の検出信号に加算するフィードフォワード回路を備えたものであり、負荷電流の急変時においても出力電圧が大きく変動しないカレントモードDC/DCコンバータを提供できる。

【図面の簡単な説明】

\* 【図1】本発明の一実施例によるDC/DCコンバータを示す縦断面図である。

【図2】前記実施例のDC/DCコンバータを概略的に示す平面図である。

【図3】従来のカレントモードDC/DCコンバータを示す回路図である。

【図4】従来のカレントモードDC/DCコンバータにおける定常時の各部の波形図である。

【図5】従来のカレントモードDC/DCコンバータにおける負荷電流急変時の各部の波形図である。

## 【符号の説明】

L1 チョークコイル

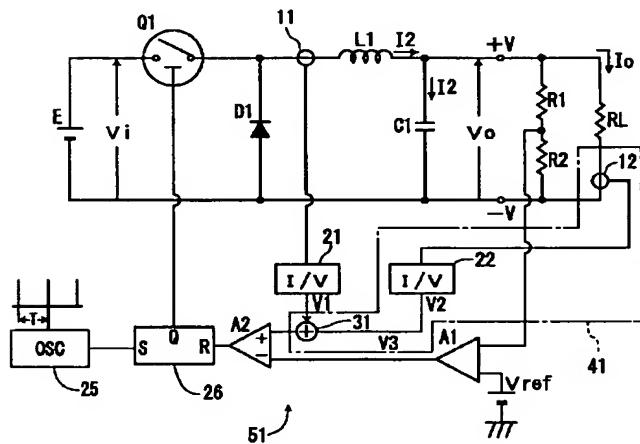
R1 負荷抵抗(負荷)

Q1 スイッチング素子

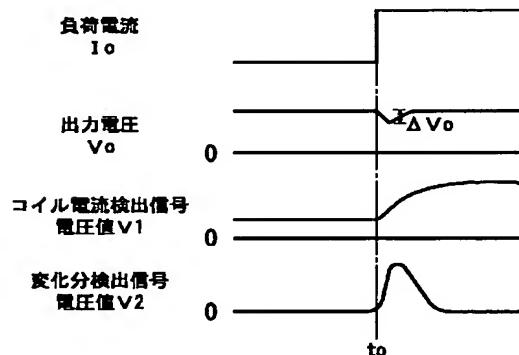
41 フィードフォワード回路

51 カレントモード制御回路

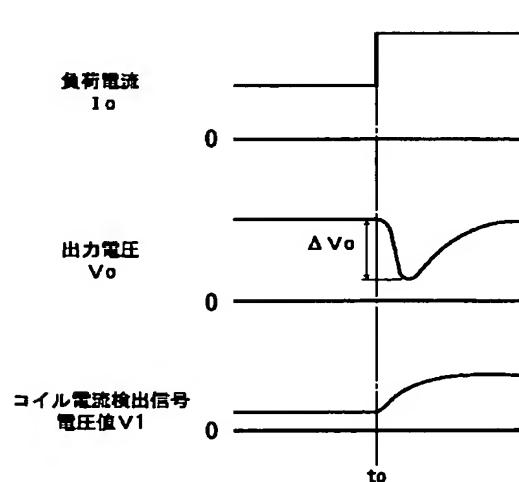
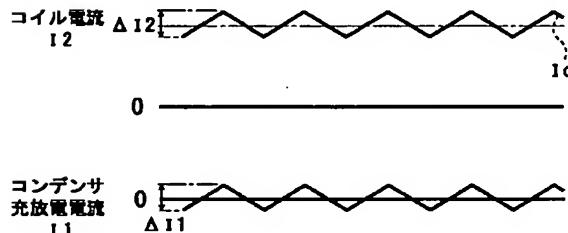
【図1】



【図2】



【図4】



【図3】

